

METHOD AND DEVICE FOR SIGNAL PROCESSING

Patent Number: JP2201186
Publication date: 1990-08-09
Inventor(s): SEKINE MATSUO; others: 01
Applicant(s): TOKYO KEIKI CO LTD
Requested Patent:  JP2201186
Application Number: JP19890017716 19890130
Priority Number(s):
IPC Classification: G01S7/292
EC Classification:
Equivalents: JP2673311B2

Abstract

PURPOSE:To improve the target detection performance by performing the trend eliminating processing to eliminate the low frequency component of a reflection signal and subjecting the signal after the trend eliminating processing to the two-dimensional linear forecast processing to obtain a correlation signal.
CONSTITUTION:A two-dimensional linear forecast error $e(m, n)$ as the input signal is directly inputted to one inputs of multipliers 306 to 308 and is supplied to the other inputs of multipliers 306 to 308 through delay elements 203-1, 204-2, and 104-2. Products calculated by multipliers 306 to 308 are added by an adder 309, and a two-dimensional correlation value $\gamma(m, n)$ as the product sum is outputted from the adder 309. This signal $\gamma(m, n)$ is not only directly inputted to an adder 310 but also supplied to the adder 310 through a delay element, and a two-dimensional running average value $y(m, n)$ as the sum of both signals is outputted from the adder 310. A two-dimensional picture is displayed by this output signal $y(m, n)$ to improve T/C in comparison with CFAR processing.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

The translation from Lines 17 in upper left column to Lines 1 in lower left column in Page 6 of Japanese Laid-open application Hei2-201186.

Fig. 7 is a figure explaining 2-dimensional correlation and the signal processing method of a 2-dimensional moving average, 301~302 is an adding machine and 303~305 is a multiplier. In this figure, the plane $e(m,n)$ is shown as a 2-dimensional moving average deviation, the plane $r(m,n)$ is shown as a 2-dimensional correlation value and the plane $y(m,n)$ is shown as a 2-dimensional alignment prediction error.

The signal processing method of Fig. 7 is explained. As 2-dimensional correlation extraction, the easy method in consideration of fruit time processing was used. First, the integral value of multiplication of the prediction error in a certain time and the error acquired before it is taken, and a 2-dimensional correlation value is computed by the following (7) formulas.

$$r(m,n) = \sum_{i=0}^{P-1} \sum_{j=0}^{Q-1} e(m,n)e(m-i,n-j) \quad \cdots (7)$$

$(i,j) \neq (0,0)$

In the formula (7), P is the mask size of the angle direction, Q is the mask size of the direction of distance, and such mask sizes were prepared from simplification of a parameter setup. In the plane $e(m,n)$ of Fig. 7, by the multiplier 303~305, the product of the prediction error in a certain time and the error acquired before it is called for, and the method by which the Integral value $r(m,n)$ of the product is computed with an adding machine 301 is shown. With this 2-dimensional correlation value, since statistical variation was large, 2-dimensional moving average processing was performed by the following (8) formulas, and it asked for Output $y(m,n)$.

$$y(m,n) = \sum_{k=0}^{P-1} \sum_{l=0}^{Q-1} r(m-k,n-l) \quad \cdots (8)$$

⑫ 公開特許公報(A) 平2-201186

⑤ Int. Cl.³

識別記号

庁内整理番号

⑬ 公開 平成2年(1990)8月9日

G 01 S 7/292

C

8940-5 J

審査請求 未請求 請求項の数 2 (全10頁)

⑭ 発明の名称 信号処理方法及び信号処理装置

⑯ 特 願 平1-17716

⑰ 出 願 平1(1989)1月30日

⑱ 発 明 者 関 根 松 夫 東京都町田市小川3丁目3番37

⑲ 発 明 者 田 川 憲 男 神奈川県横浜市緑区長津田2-21-14 みほり荘10号

⑳ 出 願 人 株式会社東京計器 東京都大田区南蒲田2丁目16番46号

㉑ 代 理 人 弁理士 佐々木 宗治 外2名

明 細 書

1. 発明の名称

信号処理方法及び信号処理装置

2. 特許請求の範囲

(1) パルス状電磁波または音響波を送信し、反射物から得られる反射信号に含まれる目標信号を強調し、クラッタ信号を抑圧する信号処理方法において、

前記反射信号の低周波成分を除去するトレンド除去処理を行ない、該トレンド除去処理後の信号に2次元線形予測処理を行ない予測誤差を算出し、該予測誤差の2次元相関処理を行ない相関信号を求め、該相関信号の2次元移動平均を算出して出力することを特徴とする信号処理方法。

(2) パルス状電磁波または音響波を送信し、反射物から得られる反射信号に含まれる目標信号を強調し、クラッタ信号を抑圧する信号処理装置において、

前記反射信号の低周波成分を除去するトレンド除去手段と、

該トレンド除去手段から得られる出力信号から2次元線形予測誤差を算出する2次元線形予測手段と、

該2次元線形予測手段から得られる予測誤差の2次元相関を算出する2次元相関算出手段と、

該2次元相関算出手段から得られる出力信号の2次元移動平均を算出して出力する移動平均算出手段とを備えたことを特徴とする信号処理装置。

3. 発明の詳細な説明

〔産業上の利用分野〕

この発明は例えばレーダ、ソナー等において、パルス状電磁波又は音響波を送信し、反射物から得られる反射信号に含まれる目標信号を強調しクラッタ信号を抑圧することによって、目標検出性能を向上させる信号処理方法及び信号処理装置に関するものである。

〔従来の技術〕

従来レーダにおいて、受信信号に含まれる不要なクラッタ信号を抑圧する信号処理方法として LOG / CFAR (Logarithm / Constant False

Alarm Rate) が一般に知られている。

第12図は従来のLOG/CFAR受信装置のブロック図であり、401は対数増幅器、402はタップ付遅延素子、403は加算器、404は除算器、405は減算器、406は逆対数増幅器である。

第12図の動作を説明する。レーダ等の受信信号は入力信号 x として対数増幅器401に入力され、対数変換された出力信号 y が得られる。この出力信号 y はタップ付遅延素子402に供給され、その N 個のタップより得られる出力信号 $y_1 \sim y_n$ は加算器403に供給され、また中央のタップより得られる出力信号 y_c は減算器405へ供給される。加算器403は入力信号 $y_1 \sim y_n$ をすべて加算し、この加算結果を除算器404へ出力する。除算器404は入力信号を N で除算し N 個の信号 $y_1 \sim y_n$ の平均値 u を算出し、この平均値 u を減算器405へ供給する。減算器405は入力信号の差 $y_c - u$ を算出し、出力信号 v として逆対数増幅器406へ供給する。逆対数増幅器406は入力信号 v を逆対数変換し出力信号 z として出力する。

ない、該トレンド除去処理後の信号に2次元線形予測処理を行ない予測誤差を算出し、該予測誤差の2次元相関処理を行ない相関信号を求め、該相関信号の2次元移動平均を算出して出力するものである。

またこの発明に係る信号処理装置は、パルス状電磁波または音響波を送信し、反射物から得られる反射信号に含まれる目標信号を強調し、クラッタ信号を抑圧する信号処理装置において、前記反射信号の低周波成分を除去するトレンド除去手段と、該トレンド除去手段から得られる出力信号から2次元線形予測誤差を算出する2次元線形予測手段と、該2次元線形予測手段から得られる予測誤差の2次元相関を算出する2次元相関算出手段と、該2次元相関算出手段から得られる出力信号の2次元移動平均を算出して出力する移動平均算出手段とを備えたものである。

〔作用〕

この発明においては、パルス状電磁波または音響波を送信し、反射物から得られる反射信号に含

〔発明が解決しようとする課題〕

しかしながら上記のような従来のLOG/CFAR処理は誤警報確率、即ち海面反射等のクラッタ信号を目標信号と誤って判定してしまう確率を一定に保つ効果を有する反面、ターゲット対クラッタ比(以下 T/C 比という)の改善効果は得られず、クラッタ中に埋もれている目標(ターゲット)信号の検出ができないという問題点があった。

この発明はかかる問題点を解決するためになされたもので、レーダ等の受信信号におけるクラッタ中に埋もれた目標信号を検出できる T/C 比の改善された信号処理方法及び信号処理装置を得ることを目的とする。

〔課題を解決するための手段〕

この発明に係る信号処理方法は、パルス状電磁波または音響波を送信し、反射物から得られる反射信号に含まれる目標信号を強調し、クラッタ信号を抑圧する信号処理方法において、前記反射信号の低周波成分を除去するトレンド除去処理を行

まれる目標信号を強調し、クラッタ信号を抑圧する信号処理方法及び信号処理装置において、まずトレンド除去手段により、前記反射信号の低周波成分、例えば反射信号の平均値が緩やかに増加又は減少をする成分等の除去処理を行ない、該トレンド除去処理後の信号について2次元線形予測手段により、過去に得られた観測値に対する2次元予測値と実際の観測値との間の予測誤差を算出し、2次元相関算出手段により前記予測誤差についての2次元相関信号を算出し、2次元移動平均算出手段により前記2次元相関信号についての2次元移動平均を算出し、該算出結果により T/C 比の改善された画像表示を行なう。

〔実施例〕

第1図はこの発明の信号処理方法の実施例を示すブロック図であり、1はトレンド除去処理、2は2次元線形予測処理、3は2次元相関処理、4は2次元移動平均処理である。

第1図は入力信号、例えばレーダ反射信号を対数増幅器を介して対数変換した信号を、さらにア

ナログデジタル変換器を介して量子化したレーダ反射デジタル信号に対して順次トレンド除去処理1、2次元線形予測処理2、2次元相関処理3及び2次元移動平均処理4を行って出力信号を得る信号処理方法を示している。上記信号処理はレーダ反射信号におけるクラッタ信号を抑圧し目標(ターゲット)信号を強調する、即ちT/C比を改善するために行なうものである。以下逐次上記信号処理法及びこれらを実現する信号処理装置について説明する。

第2図はこの発明に係るトレンド除去装置の一実施例を示すブロック図であり、101は加算器、102は減算器、103は乗算器、104は距離が1レンジ離れた場所から得られる2つの受信信号間の時間差に等しい遅延時間を有する遅延素子(以下1レンジ遅延素子という)、105は重み係数 λ ($0 < \lambda < 1$)を乗算する係数乗算器である。

第2図の動作について説明する。例えばミリ波レーダによる観測で、レーダクラッタとして海水面からのクラッタを問題にする場合、反射信号は

出力信号 $\lambda^2 x_1 + \lambda x_2 + x_3$ が出力される。同様に次のタイミングには $\lambda^3 x_1 + \lambda^2 x_2 + \lambda x_3 + x_4$ が加算器101から出力され、この動作がサンプリングタイミングによるサンプリングレンジ毎に繰り返されるので1レンジ遅延素子104の出力には過去の信号の影響をそれぞれ受けた(現時点より遠い過去の信号からは小さな影響を、現時点より近い過去の信号からは大きな影響を受ける)現在の入力信号より1レンジ前の信号が得られる。この1レンジ遅延素子104の出力信号と係数 $(1 - \lambda)$ とが乗算器103で乗算され、この乗算値が出力される。減算器102は現在の入力信号から乗算器103の乗算値を減算して出力する。

即ち第2図の装置は、過去のサンプル値に対して指数的につけた平均値(サンプル値にそれぞれ対応した λ の冪乗値を乗算した積和に係数を乗算した値)を算出し、現在のサンプル値から前記算出値を逐次引算して出力する信号処理装置であり、平均を求めるためのタップ数を離散的に定めるよ

空間的非定常性を持ち、反射の強いところと弱いところがある。統計的性質を利用してクラッタを抑圧することを考えると、ある程度の定常性が必要となるため、以上のようなトレンド的成分はあらかじめ除去しておく必要がある。トレンド成分除去を平易に説明すると、レーダ反射信号の低周波成分、例えば反射信号の平均値が緩やかに増加又は減少する成分等を除去することを意味する。

第2図はレーダ受信距離方向にこのトレンド除去を行なう装置である。図において、加算器101、1レンジ遅延素子104及び係数乗算器105は巡回型回路を形成している。いまレーダ受信信号のサンプリングレンジ毎に $x_1, x_2, x_3, \dots, x_N$ の入力信号が上記巡回型回路に供給されたとして、加算器101に入力信号 x_2 が直接供給されるタイミングには、係数乗算器105からは1レンジ前の遅延信号 λx_1 が同時に供給され、加算器101からは出力信号 $\lambda x_1 + x_2$ (但し $0 < \lambda < 1$)が出力される。次の入力信号 x_3 が加算器101に直接供給されるタイミングには、加算器101からは

りも高速な処理が可能である。ここで、 λ が1に近いほど平均を求める模擬的タップ数は多くなる。

以上の信号処理により距離方向にはほぼ定常性が仮定でき、また空中線のビーム幅内では角度方向についてもその様な仮定ができるので、距離方向にはすべてのサンプル値(例えば256レンジビン)、角度方向にはビーム幅内でのスイープ数(例えば9スイープ)からなる細長い扇形の領域について、実際のレーダで海水面より反射されたデータについてトレンド除去後の反射強度の分布検定を行った。

検定法としては、AIC(Akaike Information Criterion)を用いた。AICは次の(1)式で与えられ、これが小さいほどよいモデルである。

$$AIC = -2 \{ L(\theta_0) - K \} \quad \dots (1)$$

(1)式で $L(\theta_0)$ は最大対数尤度、 K はモデルのパラメータ数である。

また、対数尤度 $L(\theta)$ は、次の(2)式で示される。

$$L(\theta) = \sum \ln |f(x_n; \theta)| \quad \dots (2)$$

(2) 式で $f(x_n; \theta)$ はモデルの確率密度関数、 x_n は観測値、 θ はモデルのパラメータ（例えば、ガウス分布の平均と分散）である。

いましを最大にする最尤推定値 θ_0 を求めれば、そのときの λ が最大対数尤度となる。密度関数のモデルとしては、クラッタの反射強度分布として報告の多いワイブル (Weibull) 分布と対数正規 (log-normal) 分布を仮定し、先ほど述べた扇形の領域毎に AIC を計算し、その平均を求めた。 $\lambda = 0.2, 0.6, 0.9$ としたときの結果を第3図に示す。

第3図は AIC の平均値によるクラッタ反射強度分布の検定を説明する図である。図において、 λ を変えたときの対数正規分布とワイブル分布の値が小さいほどフィットネスが大きい。

第4図は $\lambda = 0.8$ のときのクラッタ反射強度の確率密度分布を示す図である。図において $\lambda = 0.8$ のときのクラッタ反射強度の分布は対数正規分布にフィットしている様子が示される。これらより、トレンド除去後の海面反射の強度分布と

してはワイブル分布よりも対数正規分布を仮定する方が適当だと考えられる。実際に観測したデータは、ダイナミックレンジを大きくするため対数増幅器を使用し、この対数出力信号であったので、以後の信号処理において、海面からの反射波は正規性の確率過程に従うものとして取り扱った。

一般のレーダにより得られる信号は、距離方向と角度方向の二次元信号となる。そこで、クラッタの生成過程として二次元の自己回帰 (AR) モデルを仮定し、ある時間の観測値をすでに得られている値の線形結合で予測することを考えた。

第5図は2次元線形予測処理方法を説明する図であり、201 は加算器、202 は減算器である。なお、予測に用いる角度方向の次数を M 、距離方向の次数を N とした。

第5図の動作を説明する。いま過去に得られた観測値を2回過去のスweepより $x(00)$, $x(01)$, $x(02)$ 、1回過去のスweepより $x(10)$, $x(11)$, $x(12)$ 、現在のスweepより $x(20)$, $x(21)$ とし、現在の観測値を $x(22)$ とする。このとき過去に得

られた観測値にそれぞれ予測係数 $a_{22} \sim a_{01}$ を乗算して得られた積 $a_{22}x(00)$, $a_{21}x(01)$, $a_{01}x(21)$ 、を加算器201ですべて加算して予測値 \hat{x} を算出する、この予測値 \hat{x} と実際の観測値 $x(22)$ とを減算器202で減算して得られた差 e が予測誤差となる。一般的に予測値 $\hat{x}(m,n)$ 及び予測誤差 $e(m,n)$ は次の(3)、(4)で示される。

$$\hat{x}(m,n) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} a_{ij}(m,n) x(m-1,n-j) \quad (1,j) \neq (0,0) \quad \dots (3)$$

$$e(m,n) = x(m,n) - \hat{x}(m,n) \quad \dots (4)$$

本発明はターゲットとして船舶を想定しており、画像処理的には欠陥抽出にあたる。そこでバックグラウンドであるクラッタの統計的性質に適合した予測誤差抽出フィルタを用いれば、ターゲットの情報は誤差信号の中に多分に含まれると考えられる。

予測係数は、一般に予測誤差の二乗平均を最小にするものが選ばれる。オンラインで処理をする

場合、新しく観測値が得られる毎に係数の推定値を更新していくアルゴリズムが必要となり、これはカルマン・フィルタを用いて達成できる。特に予測誤差が白色の正規性を示すときは、この推定は非線形推定も含めた最適なものとなる。しかし、レーダ信号処理では処理速度の面から適用が難しい。そこで、計算量が少なく実時間処理が容易な学習同定法 (Learning identification method) を利用した。このアルゴリズムは適応エコー・キャンセラ等に用いられており、システムの同定法としてよく知られる確率勾配法 (Stochastic gradient method) の収束速度向上と、非定常適応モードの動作を前提としたものである。

係数ベクトル \hat{x} の更新は、予測に用いる入力を成分とするベクトル \hat{x} と予測誤差 e を用いて次の(5)式により逐次更新される。なお、 α は修正係数と呼ばれ、 $0 < \alpha < 2$ の値をとる。

$$\hat{x}(m,n+1) = \hat{x}(m,n) + \alpha \frac{e(m,n) \hat{x}(m,n)}{\hat{x}(m,n) \hat{x}^T(m,n)} \quad \dots (5)$$

(5) 式において、

$$\mathbf{x}(m,n) = (x(m,n-1), x(m-1,n), x(m-1,n-1), \dots)$$

$$\mathbf{a}(m,n) = (a_{01}, a_{10}, a_{11}, \dots)$$

$\mathbf{x}^t(m,n)$ は $\mathbf{x}(m,n)$ の転置ベクトルである。

上記の(3)、(4)及び(5)式の信号処理を行なう2次元線形予測フィルタの構成例を第6図に示す。

第6図は2次元線形予測装置の一実施例を示すブロック図で、角度方向及び距離方向の次数 $M-N=2$ の場合の例を示す。図において104は第2図と同一の1レンジ遅延素子、203は1スイープ+1レンジ異なる位置のデータ間の時間差に等しい遅延時間を有する遅延素子(以下1スイープ+1レンジ遅延素子という)、204は1スイープ異なる位置のデータ間の時間差に等しい遅延時間を有する遅延素子(以下1スイープ遅延素子という)205、206及び207は現在の予測係数値と新規に入力する修正値とを加算し、逐次値の更新される予測係数 a_{11} 、 a_{10} 及び a_{01} を保有し、遅延素子203、204及び104からの入力信号にそれぞれ前

記予測係数を乗算して出力する演算器、208~210はそれぞれ入力信号間の積と係数 α との積を演算する乗算器、211~213はそれぞれ2乗器、214及び215は加算器、216は逆数器、217は減算器である。

第6図の動作を説明する。入力信号 $x(m,n)$ からそれぞれ1スイープ+1レンジ遅延素子203、1スイープ遅延素子204及び1レンジ遅延素子104を介して取り出された出力信号に、演算器205~207はそれぞれ予測係数 a_{11} 、 a_{10} 及び a_{01} を乗算し、これらの乗算結果を加算器215で加算して(3)式の予測値 $\hat{x}(m,n)$ が得られる。減算器217は入力信号 $x(m,n)$ と予測値 $\hat{x}(m,n)$ の差を算出し、(4)式の予測誤差 $e(m,n)$ を出力する。また遅延素子205、206及び104の出力信号はそれぞれ2乗器211~213で2乗され、この2乗値は加算器214で加算され、加算値 $\mathbf{x}^t \mathbf{x}$ が得られる。この加算値は逆数器216で逆数値 $1/\mathbf{x}^t \mathbf{x}$ が算出され、この逆数値はそれぞれ乗算器208~210への1入力として供給される。乗算器

208~210はそれぞれ遅延素子203、204及び104からの入力信号と、予測誤差 $e(m,n)$ と、前記逆数値 $1/\mathbf{x}^t \mathbf{x}$ との積を演算し、さらに前記積に係数 α を乗算し、修正値 $\alpha e(m,n) \mathbf{x}^t \mathbf{x}$ をそれぞれ演算器205~207へ供給する。演算器205~207は(5)式に示されるように現在の予測係数 $a(m,n)$ に新規に入力された前記修正値 $\alpha e(m,n) \mathbf{x}^t \mathbf{x}$ を加算して次の予測係数 $a(m,n+1)$ へ変更する。このように予測係数は演算器205~207により(5)式の通り逐次更新される。

上記の説明においては、予測に使う次数は既知であるとしてきたが、実際には最適な次数を推定しなければならない。今回は、先ほど分布検定でも用いたAICを評価基準とした。反射強度が正規性であるとき、AICは次の(6)式で計算される。この(6)式で計算されるAICを最小にする次数が最適値と判定される。

$$AIC = A \cdot \ln \sigma^2 + 2(M \times N - 1) \dots (6)$$

(6)式において σ^2 は予測誤差 e の分散、 A は推

定に用いるデータ数、 M は角度(スイープ)方向の次数、 N はレンジ方向の次数である。

(6)式による次数の最適値の算出は次のようにして行なう。分布検定のときと同じくビーム幅毎の予測誤差を用いてAICを計算し、その平均値を最終的な値とする。まず、角度方向の次数と距離方向の次数は独立であるとして、角度方向のみで予測したときの M に対するAICを算出し、次に距離方向のみで予測したときの N に対するAICを算出する。このとき修正係数 α の選り方も問題となるため、これもパラメータとして算出する。次に両算出結果を比較し、一方の次数(例えば予測の影響が大きいと考えられ方の次数)の最適値と修正係数 α の最適値を基準とし、他方のAICの変化を再び算出し、その最少値を求めることにより、他方の次数の最適値を決めることができる。実際のレーダで海面より反射データについて、上記算出法を適用した例では、角度方向と距離方向の次数のそれぞれ独立した算出結果において、角度方向の成分による予測の影響が大

きいと考えられた。そこで角度方向のAICを最小にする条件として $\alpha = 0.01$ 、 $M = 7$ を基準にし、そのうえで距離方向の次数を変えてAICの変化を調べ、距離方向の次数 $N = 2$ を最適値とした。

この予測に使う次数 M 、 N は実際のレーダのアンテナビーム幅、アンテナ回転速度、送信繰り返し周波数、送信パルス幅、サンプリング周波数等に応じて最適値が選択される。

次に、得られた予測誤差からターゲットの情報を取り出す必要がある。予測誤差の大きさそのものではよい結果が得られなかったため、その空間的相関に注目することにした。クラッタに適合する予測が成されていれば相関の取り除かれた信号が誤差として出力されているはずであり、統計的欠陥であるターゲット部分は相関が残っていると考えられる。

第7図は2次元相関及び2次元移動平均の信号処理方法を説明する図であり、301～302は加算器、303～305は乗算器である。同図においては2次元線形予測誤差として $e(m,n)$ 平面、2次元

$$y(m,n) = \sum_{k=0}^{P-1} \sum_{l=0}^{Q-1} r(m-k, n-l) \quad \dots (8)$$

第7図の $r(m,n)$ 平面において加算器302により2次元的な和、即ち移動平均値 $y(m,n)$ が算出される方法が示されている。

第8図は2次元相関及び2次元移動平均の信号処理装置の一実施例を示すブロック図であり、203-1, 203-2は第6図の203と、204-1, 204-2は第6図の204と、また104-1, 104-2は第6図の104と同一の遅延素子である。306～308は乗算器、309～310は加算器である。また同図は角度方向及び距離方向の次数 $M = N = 2$ の場合の装置である。

第8図の動作について説明する。入力信号である2次元線形予測誤差 $e(m,n)$ は直接それぞれ積算器306～308の一方の入力に供給され、また遅延素子203-1, 204-1及び104-1を介してそれぞれ積算器306～308の他方の入力に供給される。乗算器306～308でそれぞれ算出された積は加算器309で加算され、積和である2次元相関値 $r(m,n)$

相関値として $r(m,n)$ 平面、2次元移動平均値として $y(m,n)$ 平面が示されている。

第7図の信号処理方法の説明をする。2次元相関抽出としては、実時間処理を考慮した簡単な方法を用いた。まず、ある時間での予測誤差とそれ以前に得られた誤差との積和を取り、次の(7)式により2次元相関値 $r(m,n)$ を算出する。

$$r(m,n) = \sum_{i=0}^{P-1} \sum_{j=0}^{Q-1} e(m,n) e(m-1, n-j) \dots (7) \\ (i,j) \neq (0,0)$$

(7)式において P は角度方向のマスクサイズ、 Q は距離方向のマスクサイズであり、パラメータ設定の簡略化からこれらのマスクサイズを設けた。第7図の $e(m,n)$ 平面において乗算器303～305により、ある時刻での予測誤差とそれ以前に得られた誤差との積が求められ、加算器301でその積和 $r(m,n)$ が算出される方法が示されている。この2次元相関値のままでは統計的ばらつきが大きいので次の(8)式により2次元移動平均処理を施し、出力 $y(m,n)$ を求めた。

が加算器309より出力される。この信号 $r(m,n)$ は直接加算器310に供給される信号と、遅延素子203-2, 204-2及び104-2を介してそれぞれ加算器310に供給される信号との和である2次元移動平均値 $y(m,n)$ が加算器310より出力される。この出力信号 $y(m,n)$ により2次元画像表示を行った結果、海水面からのクラッタ信号が大幅に抑圧され目標(ターゲット)からの反射信号が強調され、従来のCFAR処理を行った場合よりもT/C比が改善された結果が得られた。

第9図は信号処理前の観測データによる画像表示図である。

第10図は本発明のトレンド除去処理後の画像表示図である。

第11図は本発明の信号処理をすべて行った結果の画像表示図である。

第9図～第11図について説明する。第9図～第11図はいずれも沿岸から0.5kmの地点より距離方向は7.5 m毎に256点(即ち1920m)、角度方向は0.021度毎に256点(即ち8.91度)の扇形地域

を選定し、ミリ波レーダを使用してこの扇形地域より得られた反射データで、海水面クラッタと目標とするタワーからの反射データが含まれている。

第9図において黑白の階調は反射信号強度を示しており、同図では海水面クラッタとタワーとの識別が全く不能である。第10図においては $\lambda=0.8$ としてトレンド除去処理を行ったが、クラッタと目標との識別はなお不十分である。第11図においては本発明の信号処理をすべて行った結果、 T/C 比が改善され、黑白の階調差により目標の識別が容易となっている。

また上記実施例においては、レーダ反射信号について本発明の信号処理方法及び信号処理装置を適用する例を示したが、本発明はこれに限定されるものではなく、一般にパルス状電磁波又は音響波を送信し、反射物から時系列的に得られる反射信号の中にターゲットからの反射信号以外にクラッタと呼ばれる不要な反射信号が含まれる場合には、本発明の信号処理方法及び信号処理装置を適用することができる。例えば超音波探傷器、超音

波診断装置、超音波レベル計、魚群探知機等にも本発明を適用することができる。

〔発明の効果〕

以上のようにこの発明によれば、例えばレーダ、ソナー等において、パルス状電磁波又は音響波を送信し、反射物から得られる反射信号にトレンド除去処理、2次元線形予測処理、2次元相関処理及び2次元移動平均処理を行って得られる目標信号が強調されクラッタ信号が抑圧された信号により画像表示を行なうようにしたので、クラッタ中に埋もれた目標信号も検出でき、目標検出性能を向上させる効果が得られる。

4. 図面の簡単な説明

第1図はこの発明の信号処理方法の実施例を示すブロック図、第2図はこの発明に係るトレンド除去装置の一実施例を示すブロック図、第3図は A/C の平均値によるクラッタ反射強度分布の検定を説明する図、第4図は $\lambda=0.8$ のときのクラッタ反射強度の確率密度分布を示す図、第5図は2次元線形予測処理方法を説明する図、第6図は

2次元線形予測装置の一実施例を示すブロック図、第7図は2次元相関及び2次元移動平均の信号処理方法を説明する図、第8図は2次元相関及び2次元移動平均の信号処理装置の一実施例を示すブロック図、第9図は信号処理前の観測データによる画像表示図、第10図は本発明のトレンド除去処理後の画像表示図、第11図は本発明の信号処理をすべて行った結果の画像表示図、第12図は従来の LOG/CFA 受信装置のブロック図である。

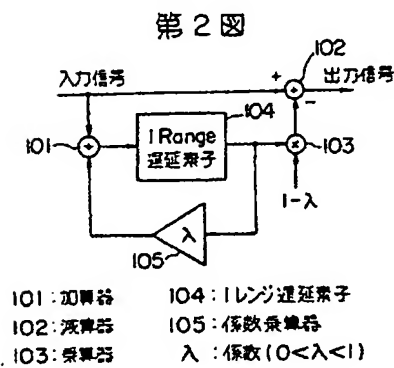
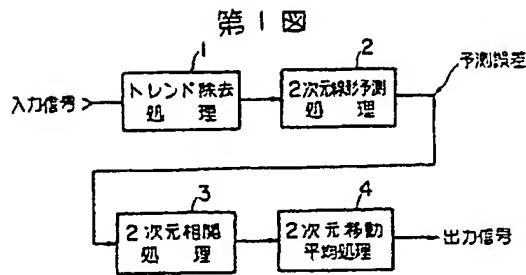
図において1はトレンド除去処理、2は2次元線形予測処理、3は2次元相関処理、4は2次元移動平均処理、101は加算器、102は減算器、103は乗算器、104、104-1、104-2は1レンジ遅延素子、105は係数乗算器、201は加算器、202は減算器、203、203-1、203-2は1スリーブ+1レンジ遅延素子、204、204-1、204-2は1スリーブ遅延素子、205～207は演算器、208～210は乗算器、211～213は2乗器、214、215は加算器、216は逆数器、217は減算器、301～302、309～310は加算器、303～308は乗算器、401は対数増幅

器、402はカップ付遅延素子、403は加算器、404は除算器、405は減算器、406は逆対数増幅器である。

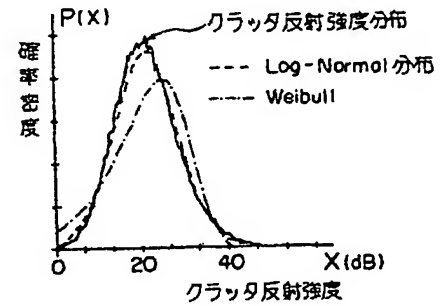
代理人 弁理士 佐々木 宗 治

第3図

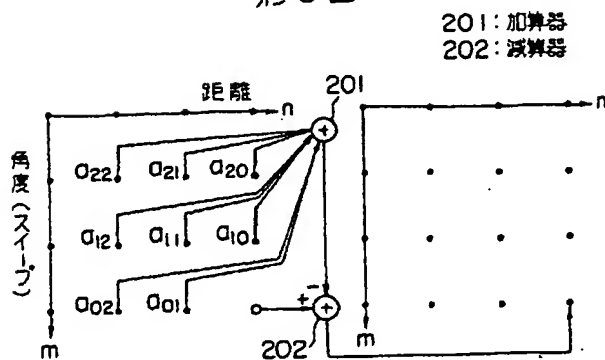
モデル	$\lambda = 0.3$	$\lambda = 0.6$	$\lambda = 0.9$
対数正規分布	23155	23065	23215
ワイブル分布	23779	23721	23897



第4図



第5図

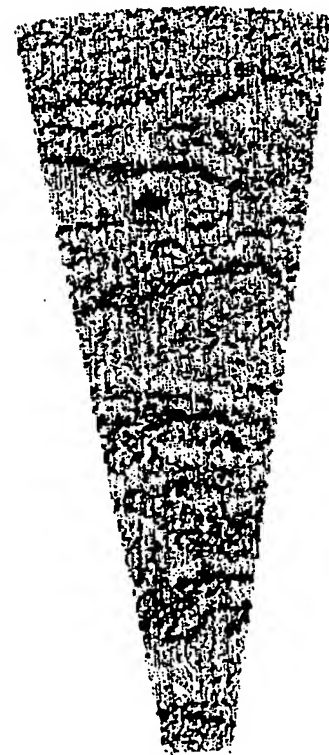


$$\hat{x}(m, n) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} a_{ij}(m, n) x(m-i, n-j)$$

(i, j) ≠ (0, 0)

$$e(m, n) = x(m, n) - \hat{x}(m, n)$$

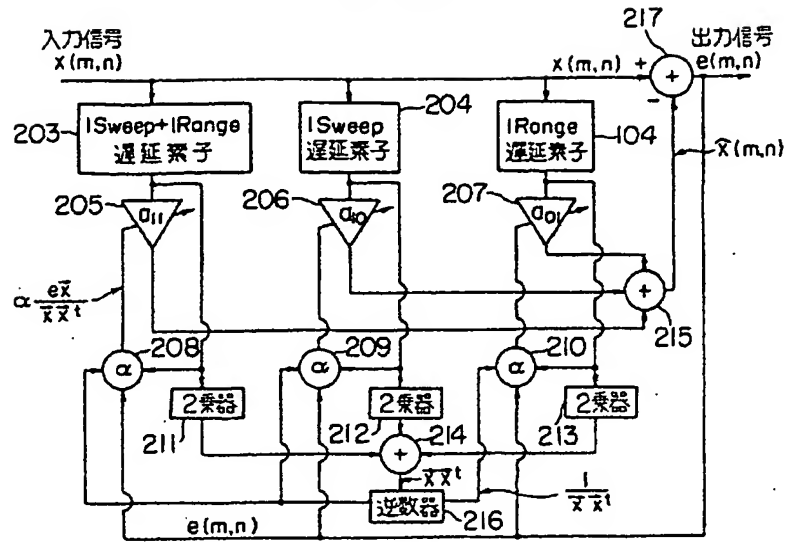
第10図



トレンド除去処理後の画像
($\lambda = 0.9$)

BEST AVAILABLE COPY

第6図



205~207 : 演算器

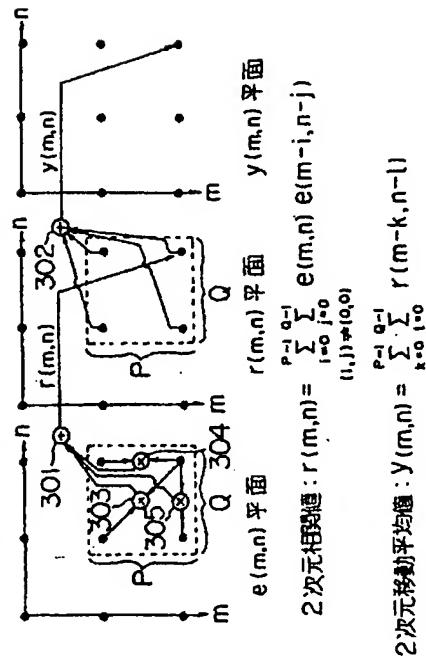
214~215 : 加算器

208~210 : 乗算器

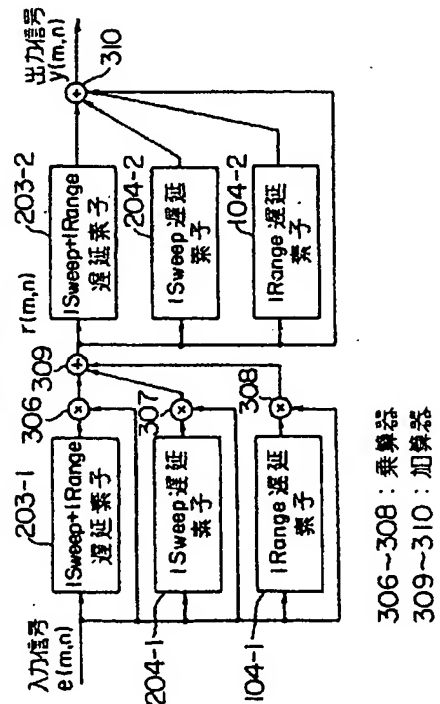
217 : 減算器

第7図

301~302 : 加算器
303~305 : 乗算器

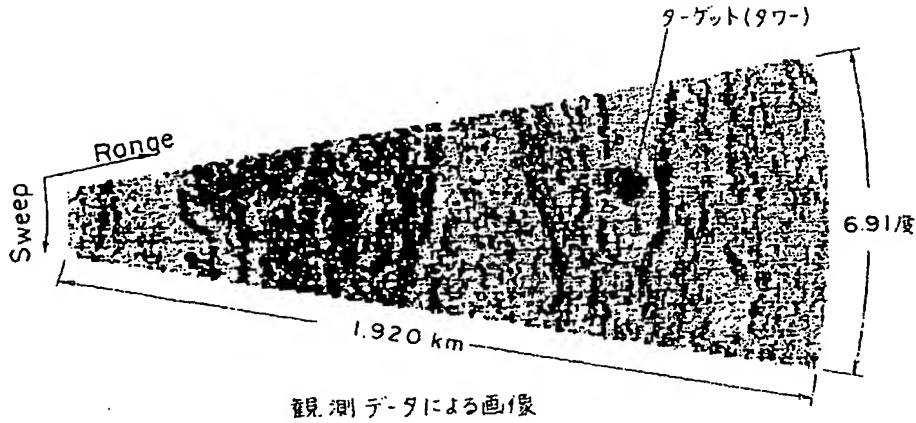


第8図



306~308 : 乗算器
309~310 : 加算器

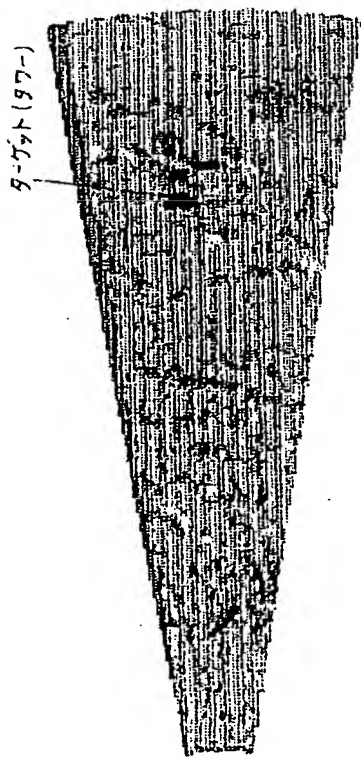
第 9 図



反射信号強度



第 11 図



本発明による信号処理後の画像

第12図

